



Docket No.: L&L-I0026

I hereby certify that this correspondence is being deposited with the United States Postal Service as First Class Mail in an envelope addressed to the Commissioner for Patents, P.O. Box 1450, Alexandria, VA 22313-1450 on the date indicated below.

By: Markus Nollf Date: December 15, 2003

IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE

Applic. No. : 10/713,747
Applicant : Peter Jung, et al.
Filed : November 14, 2003

Docket No. : L&L-I0026
Customer No. : 24131

CLAIM FOR PRIORITY

Commissioner for Patents,
P.O. Box 1450, Alexandria, VA 22313-1450

Sir:

Claim is hereby made for a right of priority under Title 35, U.S. Code, Section 119, based upon the German Patent Application 101 23 334.5, filed May 14, 2001.

A certified copy of the above-mentioned foreign patent application is being submitted herewith.

Respectfully submitted,

Markus Nollf

For Applicant

MARKUS NOLFF
REG. NO. 37,003

Date: December 15, 2003

Lerner and Greenberg, P.A.
Post Office Box 2480
Hollywood, FL 33022-2480
Tel: (954) 925-1100
Fax: (954) 925-1101

/av



Prioritätsbescheinigung über die Einreichung einer Patentanmeldung

Aktenzeichen: 101 23 334.5

Anmeldetag: 14. Mai 2001

Anmelder/Inhaber: Infineon Technologies AG, München/DE

Bezeichnung: RAKE-Empfänger für FDD und TDD Mode

IPC: H 04 J 13/04

Die angehefteten Stücke sind eine richtige und genaue Wiedergabe der ursprünglichen Unterlagen dieser Patentanmeldung.

München, den 18. November 2003
Deutsches Patent- und Markenamt
Der Präsident
Im Auftrag

Stark

Beschreibung

RAKE-Empfänger für FDD und TDD Mode

- 5 Die Erfindung betrifft einen RAKE-Empfänger für den Empfang von spreizcodierten Signalen im FDD und TDD Mode.

Im UMTS-(Universal Mobile Telecommunications System-)Standard für die dritte Mobilfunkgeneration ist der FDD-(Frequency Division Duplex-)Mode für das sogenannte "unpaired band" (das für die Aufwärts- und Abwärtsstrecke getrennte Frequenzbänder aufweist) und der TDD-(Time Division Duplex-)Mode für das "paired band" (welches für die Aufwärts- und Abwärtsstrecke ein gemeinsam genutztes Frequenzband verwendet) vorgesehen.

15

Aufgrund der stark unterschiedlichen Spreizfaktoren dieser beiden Modi (während im TDD Mode der maximale Spreizfaktor gleich 16 ist, können im FDD Mode Spreizfaktoren bis zu 512 eingesetzt werden), ist es erforderlich, verschiedene Empfängertypen sowie unterschiedliche Entzerrer-Algorithmen zu verwenden, um einerseits einen möglichst geringen Signalverarbeitungsaufwand im FDD Mode zu gewährleisten und andererseits eine gegebene Dienstqualität (QoS: Quality of Services) im TDD Mode einhalten zu können.

25

In Multimode-Mobilfunkempfängern ist daher in der Regel die Implementierung eines RAKE-Empfängers mit einer MF-(Matched Filter: angepasstes Filter-)Entzerrung für den FDD Mode und eines Mehrteilnehmer-Empfängers mit JD-(Joint Detection-)Entzerrung für den TDD Mode erforderlich.

30

RAKE- und Mehrteilnehmer-Empfänger sind grundlegend unterschiedliche Empfängerkonzepte. Der RAKE-Empfänger basiert auf dem Prinzip, die durch Mehrwegeausbreitung verursachten Signalstörungen durch Detektion der einzelnen Signalversionen, welche über die verschiedenen Ausbreitungswege empfangen werden, und nachfolgendes zeitrichtiges Zusammenführen dieser

35

Signalversionen, zu unterdrücken. Die Mehrteilnehmerdetektion beruht auf der Idee, die durch andere aktive Mobilfunkteilnehmer verursachten Störungen (sog. Intrazelleninterferenz) durch explizite Detektion dieser Teilnehmersignale zu eliminieren, d.h. auszunutzen, dass die durch die Aktivitäten anderer Teilnehmer verursachten Störungen deterministisch (kein Rauschen) sind.

Die Implementierung von zwei unterschiedlichen Empfängerstrukturen in Multimode-Mobilfunkempfängern wirkt sich ungünstig auf die Herstellungskosten aus und beeinträchtigt ferner technische Parameter wie z.B. den Leistungsverbrauch. Es ist daher wünschenswert, eine gemeinsame Empfängerstruktur zu schaffen, die sowohl für den Betrieb im FDD als auch im TDD Mode geeignet ist.

Der Erfindung liegt somit die Aufgabe zugrunde, eine gemeinsame Empfängerstruktur anzugeben, die einen Empfangsbetrieb sowohl im FDD als auch im TDD Mode ermöglicht. Ferner zielt die Erfindung darauf ab, ein Empfangsverfahren zu schaffen, welches auf möglichst einfache Weise einen Multimode FDD und TDD Betrieb ermöglicht.

Die der Erfindung zugrundeliegende Aufgabenstellung wird durch die Merkmale der unabhängigen Ansprüche gelöst.

Die erfindungsgemäße Empfängerstruktur ist demnach ein RAKE-Empfänger, welcher gemäß üblicher Bauart eine Mehrzahl von RAKE-Fingern umfasst. Den RAKE-Fingern ist ein Entzerrermittel zugeordnet, mittels welchem eine Entzerrung der in den einzelnen RAKE-Fingern verarbeiteten Signalen gemäß Entzerrer-Koeffizienten erfolgt. Der erfindungsgemäße Entzerrer umfasst ein Mittel zum Berechnen der Entzerrer-Koeffizienten wahlweise für den FDD und den TDD Mode z.B. auf der Basis einer Kanalschätzung. Erfindungsgemäß werden dabei für den TDD Mode die Entzerrer-Koeffizienten nach einem Mehrteilnehmer-

Berechnungsverfahren für jeden Chip der zu entzerrenden Signale berechnet und auf diese angewendet.

Die Erfindung basiert auf der Erkenntnis, dass die bisher für
5 die Einzelteilnehmerdetektion auf der Basis einer MF-Entzerrung eingesetzte RAKE-Empfängerstruktur auch für eine (im TDD Mode zwingend erforderliche) Mehrteilnehmerdetektion verwendbar ist, sofern Entzerrer-Koeffizienten - anders als im FDD Mode - pro Chip berechnet und mittels des Entzerrermittels
10 auf die Signale der RAKE-Finger angewendet werden. Wie im folgenden noch näher erläutert, lässt sich auf diese Weise eine JD-Entzerrung mittels einer RAKE-Struktur durchführen, welche im Vergleich zu einem herkömmlichen RAKE-Empfänger lediglich geringfügige bauliche Änderungen aufweist.

15

Ein vorteilhaftes Ausführungsbeispiel der Erfindung kennzeichnet sich dadurch, dass im Signalweg vor dem Entzerrermittel in jedem RAKE-Finger eine Einheit zur Signalratenverminderung, insbesondere Akkumulator, vorgesehen ist, und
20 dass ferner ein Mittel zum Überbrücken der Einheit zur Signalratenverminderung vorhanden ist. Durch das Mittel zum Überbrücken der Einheit zur Signalratenverminderung wird erreicht, dass die Signalrate am Eingang des Entzerrermittels wahlweise auf die Symbolrate (welche für die z.B. MF-Entzerrung im FDD Mode benötigt wird) oder auf die Chiprate
25 (welche für die JD- oder Mehrteilnehmer-Entzerrung im TDD Mode benötigt wird) einstellbar ist.

Eine weitere vorteilhafte Ausgestaltung des erfindungsgemäßen
30 RAKE-Empfängers kennzeichnet sich dadurch, dass im Signalweg hinter dem Entzerrermittel ein Combiner vorgesehen ist, der Ausgangssignale von RAKE-Fingern, die demselben physikalischen Kanal zugeordnet sind, akkumuliert, und dass der Combiner ausgelegt ist, im TDD Mode eine Signalratenverminderung
35 von der Chiprate in die Symbolrate durchzuführen. Das heißt, im TDD Mode wirkt der Combiner zusätzlich als Integrate-and-Dump Einheit, welche die von dem Entzerrermittel ausgegebenen

gewichteten Chips über eine Symbolzeitdauer akkumuliert und infolgedessen die Signalrate von der Chiprate in die Symbolrate wandelt.

- 5 Eine weitere vorteilhafte Ausführungsvariante des erfindungs-
gemäßen RAKE-Empfängers kennzeichnet sich dadurch, dass dem
insbesondere als Multipliziererfeld realisierten Entzerrer-
mittel ein Multiplexer vorgeschaltet und ein Demultiplexer
nachgeschaltet ist. Durch die Multiplexierung des Entzerrer-
10 mittels wird erreicht, dass mehrere RAKE-Finger einem einzel-
nen Funktionselement (Multiplizierer) des Entzerrermittels
zugeordnet werden können.

- Das Mittel zum Berechnen der Entzerrer-Koeffizienten führt im
15 TDD Mode vorzugsweise eine Zero Forcing (ZF) Berechnung zur
Ermittlung der Entzerrer-Koeffizienten durch. Bei der ZF-
Entzerrung handelt es sich um einen aufwandsgünstigen JD-
Entzerrungs-Algorithmus zur Berechnung der Entzerrer-
Koeffizienten.

- 20 Weitere vorteilhafte Ausgestaltungen der Erfindung sind in
den Unteransprüchen angegeben.

- Die Erfindung wird nachfolgend anhand eines Ausführungsbei-
25 spiels unter Bezugnahme auf die Zeichnung näher erläutert; in
dieser zeigt:

- Fig. 1 ein vereinfachtes Blockschaltbild zur Erläuterung der
Struktur des Basisband-Abschnittes eines erfindungs-
30 gemäßen RAKE-Empfängers;

- Fig. 2 die in Fig. 1 dargestellten Schaltungsabschnitte RF
und CB in größerer Einzelheit;

- 35 Fig. 3 den in Fig. 2 dargestellten Schaltungsabschnitt CB in
größerer Einzelheit; und

Fig. 4 eine Darstellung zur Erläuterung einer JD-Entzerrung mittels eines RAKE-Empfängers.

Nach Fig. 1 weist der Basisband-Abschnitt eines erfindungsge-
mäßigen RAKE-Empfängers einen Eingangsspeicher IN_RAM auf, dem
ein Signal bestehend aus einem Strom komplexer Daten \underline{r} zuge-
führt wird. Der Eingangsspeicher IN_RAM führt eine Zwischen-
speicherung der Daten \underline{r} durch.

Die Erzeugung der Basisband-Daten \underline{r} erfolgt auf übliche Wei-
se, z.B. mittels einer (nicht dargestellten) Heterodyn-Stufe.
Diese umfasst z.B. eine Hochfrequenz-Mischstufe, welche aus
einem über eine Antenne empfangenen Signal analoge Inpha-
se(I)- und Quadratur(Q)-Signalkomponenten erzeugt und diese
durch Frequenzmischung auf eine geeignete Zwischenfrequenz
oder in das Basisband heruntermischet. Die heruntergemischten
analogen I- und Q-Signalkomponenten werden von Analog-
Digital-Umsetzern digitalisiert. Die Digitalisierung erfolgt
z.B. mit einer Abtastrate von $2/T_c$, wobei mit T_c die Chip-
zeitdauer des empfangenen Datensignals bezeichnet ist. Somit
können die einzelnen Chips der für den CDMA-Vielfachzugriff
verwendeten Spreizcodes aufgelöst werden (in UMTS-Mobilfunk-
systemen beträgt die Chipzeitdauer $T_c = 0,26 \mu s$, d.h. eine
Abtastrate von $2/T_c$ entspricht etwa 8 MHz).

Die digitalisierten I- und Q- Signalkomponenten werden dann
in ebenfalls bekannter Weise mittels eines digitalen Tief-
passfilters geglättet und gegebenenfalls durch eine Frequenz-
Korrekturereinheit frequenzkorrigiert.

Eine Such- und Synchronisationseinheit SE greift auf die in
dem Eingangsspeicher IN_RAM abgelegten Daten \underline{r} zu und führt
anhand einer Auswertung darin enthaltener oder zuvor aus dem
Datensignal separierter Pilotsymbole eine Erkennung der Da-
tenstruktur, unterschiedlicher, über verschiedene Ausbrei-
tungswege (Pfade) erhaltener Signalversionen und der zeitli-
chen Lagen der Signalversionen durch.

Von der Such- und Synchronisationseinheit SE ermittelte Pfadinformation ADD_p betreffend dem Auftreten und der Anzahl unterschiedlicher Signalversionen wird dem Eingangsspeicher IN_RAM zugeleitet und Synchronisationsinformation Sync wird
5 einem RAKE-Finger-Abschnitt RF des RAKE-Empfängers zugeführt.

Der RAKE-Finger-Abschnitt RF umfasst mehrere RAKE-Finger. Mittels der Pfadinformation ADD_p wird in später noch näher erläuteter Weise eine Verteilung der Daten r auf unter-
10 schiedliche RAKE-Finger vorgenommen. Durch die Synchronisationsinformation Sync wird eine Synchronisation dieser Daten in den RAKE-Fingern herbeiführt.

Innerhalb des RAKE-Finger-Abschnittes RF ist eine Gewichtungseinheit WG angeordnet, die aus einem Hardware-Multipliziererfeld aufgebaut ist und eine Gewichtung der Signale in den einzelnen RAKE-Fingern vornimmt. Der Gewichtungseinheit WG werden Entzerrer-Koeffizienten zugeführt, die mittels einer Berechnungseinheit CU berechnet werden.
20

Am Ausgang des RAKE-Finger-Abschnitts RF stehen Ausgangssignale der einzelnen RAKE-Finger bereit. Diese werden gemäß üblichem Aufbau eines RAKE-Empfängers einem Combiner CB (z.B. einem Maximum Ratio Combiner) zugeführt. Der Combiner CB
25 nimmt eine Addition derjenigen in den einzelnen RAKE-Fingern verarbeiteten Signalversionen vor, die einem einzigen physikalischen Kanal zugeordnet sind, und gibt einen Strom geschätzter Datensymbole \hat{s} aus. D.h., mit \hat{s} werden die empfan-
gerseitig ermittelten Rekonstruktionen der von einem Sender
30 gesendeten Datensymbole s bezeichnet.

Der in Fig. 1 dargestellte Basisband-Abschnitt des RAKE-Empfängers weist ferner einen Kanalschätzer CE auf, welcher diskrete Impulsantworten für den bzw. die empfangenen physikalischen Kanäle beziehungsweise deren unterschiedliche Übertragungs-
35 tragspfade ermittelt.

Die von dem Kanalschätzer CE ermittelten zeitdiskreten Impulsantworten werden der Berechnungseinheit CU zur Berechnung von Entzerrer-Koeffizienten zugeleitet. Die Berechnungseinheit CU berechnet die Entzerrer-Koeffizienten in Abhängigkeit davon, welcher Betriebsmode (FDD oder TDD) von dem RAKE-Empfänger ausgeführt werden soll. Die Einstellung des gewünschten Betriebsmodes wird über eine Wählschaltung SEL vorgenommen. Neben der Berechnungseinheit CU wird der gewählte Betriebsmode auch dem RAKE-Finger-Abschnitt RF und dem Combiner CB mitgeteilt.

In einem Codespeicher CDS sind die in dem Mobilfunksystem verfügbaren Spreizcodes ("spreading codes") C_{SP} und Verwürfelungscodes ("scrambling codes") C_{SC} abgelegt. Die Codeelemente dieser Codes werden als Chips bezeichnet. Die genannten Codes sind sowohl für die Berechnungseinheit CU zur Berechnung der Entzerrer-Koeffizienten, als auch für den RAKE-Finger-Abschnitt RF des RAKE-Empfängers verfügbar.

Fig. 2 zeigt den in Fig. 1 dargestellten RAKE-Finger-Abschnitt RF und den Combiner CB in größerem Detail.

Nach Fig. 2 weist der RAKE-Finger-Abschnitt RF beispielsweise acht (Hardware-)RAKE-Finger auf. Jeder dieser RAKE-Finger umfasst eingangsseitig einen Speicher mit wahlfreiem Zugriff RAM1-8, diesem nachgeschaltet einen zeitvarianten Interpolator TVI1-8 (Time Variant Interpolator,) und im weiteren Signalweg einen Multiplizierer M1-8, eine Integrate-and-Dump Einheit ID1-8, sowie die bereits erwähnte Gewichtungseinheit WG. Die Integrate-and-Dump Einheiten ID1-8 können jeweils über Schalter S1-8 überbrückt werden. Wie in Fig. 2 dargestellt und später noch näher erläutert, kann der Gewichtungseinheit WG in optionaler Weise ein Multiplexer MUX vorgeschaltet und ein Demultiplexer DMUX nachgeschaltet sein.

35

Die Arbeitsweise des RAKE-Fingers-Abschnitts RF ist wie folgt:

Zunächst wird der Empfang eines von einem einzigen Teilnehmer ausgesendeten Signals im FDD Mode betrachtet. Das als solche bekannte Grundprinzip des RAKE-Empfängers besteht darin, dass jeder RAKE-Finger genau einem Pfad ("Subkanal") der Luft-schnittstelle zugeordnet ist. Das heißt, die den Eingängen der einzelnen RAKE-Finger zugeleiteten empfangenen Daten \underline{r}_{p1} bzw. \underline{r}_{p2} bzw. \underline{r}_{p8} repräsentieren unterschiedliche Versionen ein und desselben ausgesendeten Signals, die den Empfänger über unterschiedliche Ausbreitungswege bzw. Pfade P_1, P_2, \dots, P_8 der Luftschnittstelle erreicht haben.

Die Aufteilung der Abtastwerte (Daten \underline{r}) in die einzelnen Pfadkomponenten $\underline{r}_{p1}, \underline{r}_{p2}, \dots, \underline{r}_{p8}$ erfolgt unter Steuerung der Such- und Synchronisationseinheit SE mittels der Pfadinformation ADD_p . ADD_p gibt Adressbereiche des Eingangsspeichers IN_RAM an, in welchen Abtastwerte bezüglich des gleichen Übertragungspfads abgespeichert sind, und bewirkt, dass aus dem Eingangsspeicher IN_RAM Abtastwerte pfadbezogen ausgelesen und die entsprechenden Daten $\underline{r}_{p1}, \underline{r}_{p2}, \dots, \underline{r}_{p8}$ den einzelnen RAKE-Fingern zugeleitet werden. Die Pfadinformation ADD_p wird auch dem Kanalschätzer CE zugeleitet.

Die von der Such- und Synchronisationseinheit SE ausgegebene Synchronisationsinformation Sync umfasst Signale t_0 und μ für jeden RAKE-Finger. Die Signale t_0 stellen individuelle zeitgesteuerte Ausleseanweisungen für die Speicher $RAM1-8$ dar und bewirken eine Grobsynchronisation der einzelnen RAKE-Finger bis zu einer Genauigkeit von T_c .

Die Feinsynchronisation erfolgt mittels der Interpolatoren $TVI1-8$ durch Interpolation der Abtastwerte in den jeweiligen RAKE-Fingern in Abhängigkeit der individuellen Interpolationssignale μ . Die Interpolationssignale μ werden in der Such- und Synchronisationseinheit SE beispielsweise durch einen Früh-Spät-Korrelator ermittelt.

Durch die Interpolation der Abtastwerte wird eine Verminderung der Abtastrate in jedem RAKE-Finger auf $1/T_c$ vorgenommen, d.h. jeder Chip wird durch einen Signalwert repräsentiert. Die Signale hinter den Interpolatoren TVI1-8 sind mit
 5 einer Genauigkeit von mindestens $T_c/2$ synchron.

Zusammengefaßt wird mittels der Speicher RAM1-8 und der Interpolatoren TVI1-8 eine Kompensation der unterschiedlichen Pfadlaufzeiten eines der Mehrwegeausbreitung unterliegenden
 10 Teilnehmersignals erreicht.

Im FDD Mode wird beispielsweise eine MF-Entzerrung durchgeführt. Zu diesem Zweck werden die ausgangsseitig der Interpolatoren TVI1-8 bereitstehenden Signale zunächst mittels Multiplizierern M1-8 entspreizt (Spreizcode: C_{sp}) und entwürfelt (Verwürfelungscode: C_{sc}). Dies erfolgt durch direktes, chipweises Aufmultiplizieren dieser beiden Codesequenzen auf die (ebenfalls im Chiptakt vorliegenden) Signale.
 15

Die Schalter S1-S8 sind offen. Mittels der Integrate-and-Dump Einheiten ID1, ID2, ..., ID8 werden die entspreizten und entwürfelten Datensignale über eine Symbolzeitdauer T_s akkumuliert. Die Akkumulation bewirkt in jedem RAKE-Finger eine Signalra-
 20 tenverminderung auf den Wert $1/T_s$.

Die Symbolzeitdauer T_s ist abhängig von dem Spreizfaktor Q des verwendeten Spreizcodes C_{sp} . Der Spreizfaktor Q gibt die Anzahl der Chips pro Datensymbol an, d.h. $Q = T_s/T_c$. Im FDD Mode von UMTS kann Q Werte zwischen 2 und 512 annehmen.
 25

Die nun im Symboltakt vorliegenden pfadbezogenen Datensymbole werden mittels Multiplizierern MUL1, MUL2, ..., MUL16 der Gewichtungseinheit WG mit den entsprechenden, von der Berechnungseinheit CU im Symboltakt ausgegebenen MF-Entzerrer-Koeffizienten multipliziert. Jedes Datensymbol wird dabei mit einem Entzerrer-Koeffizienten multipliziert.
 30
 35

Die Anzahl der Multiplizierer MUL1-16 ist so zu wählen, dass auch bei kleinem Spreizfaktor Q ausreichend Multipliziererkapazität vorhanden ist. Im vorliegenden Beispiel werden 16 Multiplizierer MUL1-16 eingesetzt. Da durch Multiplexierung der RAKE-Finger deren effektive Anzahl größer als die Anzahl der Multiplizierer MUL1-16 sein kann (wird im folgenden noch erläutert), erfolgt die Verteilung der Signale der einzelnen RAKE-Finger auf die Multiplizierer MUL1-16 über einen Multiplexer MUX, sowie geeignete, hier nicht dargestellte Zwischenspeicher. Durch den Demultiplexer DMUX wird die Zusammenführung der Signale auf die einzelnen Multiplizierer MUL1-16 wieder rückgängig gemacht. An den Ausgängen des Demultiplexers DMUX stehen daher wieder wieder pfadbezogene Signale bereit.

Der Combiner CB umfasst z.B. vier Akkumulatoren AC1, AC2, AC3, AC4. Jeder einzelne Akkumulator AC1, AC2, AC3, AC4 arbeitet als Maximum-Ratio-Combiner (MRC), d.h. führt die am Ausgang des RAKE-Finger-Abschnitts RF vorhandenen Pfadversionen wieder zu einem Teilnehmersignal zusammen. Sofern nur ein einziges Teilnehmersignal detektiert wird (d.h. im FDD Mode, wo nur Signalversionen zu diesem Teilnehmersignal im RAKE-Empfänger verarbeitet werden), wird lediglich ein Akkumulator, z.B. AC1, benötigt. Das auf diese Weise kombinierte Signal wird in einem Pufferspeicher BS zwischengespeichert und bildet das rekonstruierte gesendete Teilnehmersignal \hat{s} .

Die Arbeitsweise des RAKE-Finger-Abschnitts RF bei der Mehrteilnehmer-Entzerrung im TDD Mode unterscheidet sich von der vorstehend beschriebenen Arbeitsweise im FDD Mode zunächst durch die Aufteilung der Abtastwerte \underline{r} auf die einzelnen RAKE-Finger. Die RAKE-Finger sind hier nicht bestimmten Pfaden der Luftschnittstelle zugeordnet, und es erfolgt somit auch keine pfadindividuelle Synchronisierung aller RAKE-Finger.

Statt dessen wird nur ein erster RAKE-Finger auf einen Kanal synchronisiert und zwischen den restlichen Fingern wird ein fester relativer Zeitversatz von jeweils einer Symbolzeitdauer, d.h. Q Chips, eingestellt. Dies wird z.B. dadurch erreicht, dass alle weiteren RAKE-Finger jeweils mit einem Zeitversatz von $T_c \cdot Q$ zum vorherigen Finger auf die in den Speichern RAM1, RAM2, ..., RAM8 abgelegten Daten zugreifen. Diese sind identisch, das heisst, bei den in den Speichern RAM1, RAM2, ..., RAM8 abgelegten Daten handelt es sich jeweils um die Abtastwerte r .

Ein weiterer Unterschied zum FDD Mode besteht darin, dass im TDD Mode, wie bereits erwähnt, eine JD-Entzerrung durchgeführt wird. Der wesentliche Unterschied zwischen TDD Mode FDD Mode besteht darin, dass die Gewichtungseinheit WG im Chiptakt arbeitet, d.h. dass von der Berechnungseinheit CU die Entzerrer-Koeffizienten Chip für Chip berechnet und von der Gewichtungseinheit WG Chip für Chip auf die Signale in den RAKE-Fingern aufmultipliziert werden. Die Entspreizung und Entwürfelung der empfangenen Signale wird im TDD Mode im Entzerrungsprozess vollzogen.

Demzufolge wird im TDD Mode keine Entspreizung/Entwürfelung der Signale durch die Multiplizierer M1-8 vorgenommen, und die Integrate-and-Dump Einheiten ID1-8 werden im TDD Mode durch Schließen der Schalter S1-8 überbrückt. Dies hat zur Folge, dass am Eingang des Multiplexers MUX die Ausgangssignale der Interpolatoren TV11-8 weiterhin im Chiptakt $1/T_c$ vorliegen.

30

Im Signalweg hinter der Gewichtungseinheit WG wird mittels der Akkumulatoren AC1-4 eine Zusammenführung der Komponenten der detektierten Teilnehmersignale durchgeführt. Auch hier ist jeder Akkumulator AC1-4 einem Teilnehmersignal oder Kanal zugeordnet und führt bezüglich diesem - wie beim FDD Mode - eine MRC-Operation durch. Im TDD Mode kommt jedoch hinzu, dass jeder Akkumulator AC1-4 auch als Integrate-and-Dump Ein-

35

heit arbeitet, d.h. den Signaltakt vom Chiptakt auf den Symboltakt erniedrigt.

Für beide Modi gilt, dass im Gegensatz zu den möglichen Signalraten (Chiprate oder Symbolrate) die in den jeweiligen Einheiten verwendeten Verarbeitungsfrequenzen unterschiedlich sein können. Sie richten sich insbesondere danach, welche Hardware-Funktionseinheiten des RAKE-Empfängers gemultiplext und damit "mehrfach" genutzt werden. Dies wird im folgenden anhand einer für den Multimode-Betrieb geeigneten Auslegung der in den Fig. 1 und 2 dargestellten RAKE-Struktur erläutert:

Vorausgesetzt wird der in Fig. 2 dargestellte Basisband-Abschnitt des RAKE-Empfängers bestehend aus 8 Hardware-RAKE-Fingern, 16 Hardware-Multiplizierern MUL1-16 und vier Hardware-Akkumulatoren AC1-4. Vorausgesetzt wird ferner eine (nicht dargestellte) 4-fache Multiplexierung jedes (Hardware-)RAKE-Fingers, so dass effektiv 32 RAKE-Finger (8 tatsächliche und 24 virtuelle) zur Verfügung stehen. Hinzu kommt, dass jeder RAKE-Finger (in ebenfalls nicht dargestellter Weise) zweikanalig ausgeführt ist, da, wie bereits erwähnt, jeweils I- und Q-Komponenten der Daten r_{p1} , r_{p2} , ..., r_{p8} zu verarbeiten sind. Wird ferner berücksichtigt, dass eine komplexe Multiplikation die Ausführung von vier reellen Multiplikationen umfasst, ergibt sich für die Anzahl der in der Gewichtungseinheit WG von den Multiplizierern MUL1-16 in den beiden Modi durchzuführenden Multiplikationen:

FDD Mode: pro Symbolzeitdauer $T_s = Q \cdot T_c$ sind 256 reelle Multiplikationen (4 reelle Multiplikationen x 2 Komponenten x 32 Finger) durchzuführen; da sich für $Q = 2$ eine maximale Signalrate $1/T_s = 1/(2 \cdot T_c) = 2,048$ MHz ergibt, sind im ungünstigsten Fall ($Q = 2$) eine Anzahl von 256 reellen Multiplikationen innerhalb $T_s = 488$ ns auszuführen. Bei 16 Multiplizierern MUL1-16 muß eine Multiplikation dann spätestens nach

30,51 ns abgeschlossen sein. Diese Bedingung ist bei einer Verarbeitungsfrequenz von 32 MHz erfüllt.

5 TDD Mode: pro Chipzeitdauer T_c sind 64 komplexe, d.h. 256 re-
elle Multiplikationen durchzuführen; somit sind bei einer
Chiprate von $1/T_c = 4,096$ MHz 256 Multiplikationen in 244 ns
auszuführen. Da folglich bei 16 Multiplizierern eine Multi-
plikation spätestens nach 15,25 ns beendet sein muss, muss
10 das Multipliziererfeld MUL1-16 mit einer Verarbeitungsfre-
quenz von 64 MHz getaktet werden.

Das heisst, im FDD Mode ist die benötigte Verarbeitungsfre-
quenz für die Gewichtungseinheit WG abhängig vom Spreizfaktor
Q und beträgt 32 MHz/Q. Im TDD Mode beträgt sie unabhängig
15 von dem Spreizfaktor Q unter den genannten Voraussetzungen
stets 64 MHz.

Fig. 3 zeigt den Combiner CB in größerer Einzelheit. In Fig.
3 ist erkennbar, dass jeder komplexe Akkumulator AC1-4 zur
20 Akkumulation der I- und Q-Signalkomponenten zweikanalig aus-
geführt ist. Wie bereits erwähnt, ist jeder komplexe Akkumu-
lator AC1-4 genau einem physikalischen Kanal, beispielsweise
DPCH (Dedicated Physical Control Channel), zugeordnet. Jeder
Akkumulator AC1-4 umfasst eine Freigabeeinheit FE, einen Sum-
mierer SU, einen Demultiplexer DM, zwei Pufferspeicher PM1,
25 PM2 und einen Multiplexer MU, dessen Ausgang der Freigabeein-
heit FE zugeleitet ist.

Mit p_i wird die Anzahl der insgesamt verfügbaren (tatsäch-
lichen und gemultiplexten) RAKE-Finger bezeichnet, die einem
30 i-ten physikalischen Kanal zugeordnet sind. Die Anzahl p_i
entspricht der Anzahl der detektierten Pfade dieses Kanals.
Der in diesem Kanal verwendete Spreizfaktor wird mit Q_i be-
zeichnet (die in den Kanälen verwendeten Spreizfaktoren kön-
35 nen verschieden sein).

Am Eingang des dem i -ten physikalischen Kanal zugeordneten Akkumulators AC_i , $i = 1, \dots, 4$, tritt im FDD Mode eine auf diesen Kanal bezogene Datenrate $R_i = p_i / (Q_i \cdot T_c)$, d.h. die p_i -fache Symbolrate auf (da pro Symbolzeitdauer p_i entzernte Datensymbole kombiniert werden müssen). Im TDD Mode beträgt die

5 kanalbezogene Datenrate R_i am Eingang eines Akkumulators stets p_i / T_c (pro Chipzeitdauer müssen p_i entzernte Chips kombiniert werden).

10 Im FDD Mode beträgt die kanalbezogene Datenrate am Ausgang des Akkumulators AC_i $1 / (Q_i \cdot T_c) = 1 / T_s$, da p_i einlaufende Datensymbole zu einem Datensymbol kombiniert werden. Die Ausgabe der kombinierten Datensymbole erfolgt unverändert im Symboltakt.

15

Im TDD Mode wird der Signaltakt durch die Akkumulation der einzelnen Chips über eine Symbolzeitdauer in den Symboltakt gewandelt. Die Akkumulatoren AC_1-4 dienen somit nicht nur der Kombination der Signale aus unterschiedlichen RAKE-Fingern,

20 sondern arbeiten darüber hinaus im TDD Mode als Integrate-and-Dump Einheit. Auch im TDD Mode beträgt die kanalbezogene Datenrate am Ausgang des Akkumulators $1 / (Q_i \cdot T_c) = 1 / T_s$.

25

Die Verwendung einer RAKE-Empfängerstruktur zur Durchführung einer JD-Entzerrung beruht darauf, dass die Systemmatrix eines JD-Übertragungssystems auf die Systemmatrix eines Q -fach überabgetasteten RAKE-Empfängers abgebildet werden kann. Dies wird im folgenden erläutert:

30 Ein Übertragungskanal bezüglich des k -ten Teilnehmers wird im Chiptakt-Kanalmodell, dargestellt im Matrix-Vektor-Formalismus, durch eine Matrix $\underline{A}_G^{(k)}$ der Dimension $W_s \cdot Q \times (L_s + W_s - 1)$ beschrieben, welche sowohl die senderseitige Signalbearbeitung durch Aufmultiplizieren von Spreizcodes und Verwürfelungs-

35 codes auf die auszusendenden Datensymbole \underline{s} als auch die bei der Übertragung über die Luftschnittstelle erlittenen Signalverzerrungen beschreibt. Mit L_s wird die Kanallänge in Symbo-

len, d.h. die Anzahl der für das Kanalgedächtnis berücksichtigten Symbole, und mit W_s die (wählbare) Anzahl der für die Entzerrung berücksichtigten Symbole bezeichnet. Entsprechend bezeichnet L die Kanallänge in Chips unter Zugrundelegung des Chiptakt-Kanalmodells und W bezeichnet die Anzahl der für die Entzerrung berücksichtigten Chips (Länge des "Equalizers" in Chips). Es gilt $L_s = \text{ceil}\{L/Q\}$ und $W_s = \text{ceil}\{W/Q\}$, wobei $\text{ceil}\{\cdot\}$ zur nächst höheren ganzzahligen Zahl aufrundet. Ein hochgestelltes T bezeichnet den transponierten Vektor bzw. die transponierte Matrix, Unterstreichungen deuten an, dass eine Größe komplexwertig ist.

Eine Sequenz bestehend aus $L_s + W_s - 1$ auszusendenden Datensymbolen $\{\underline{s}_{n-L_s+1}^k, \dots, \underline{s}_n^k, \dots, \underline{s}_{n+W_s-1}^k\}$ des k -ten Teilnehmers wird im Vektor-Matrix-Formalismus durch den (Spalten-)Vektor $\underline{s}_n^{(k)} = (\underline{s}_{n-L_s+1}^k \dots \underline{s}_{n+W_s-1}^k)^T$ der Dimension $(L_s + W_s - 1) \times 1$ zum n -ten Zeitschritt beschrieben.

Bezüglich aller K Teilnehmer wird mit

$$\underline{s}_n = (\underline{s}_n^{(1)T} \dots \underline{s}_n^{(k)T} \dots \underline{s}_n^{(K)T})^T \quad (1)$$

der sogenannte "kombinierte" Vektor sämtlicher gesendeter Datensymbole, bezogen auf den n -ten Zeitschritt, gebildet. Seine Dimension ist $K \cdot (L_s + W_s - 1) \times 1$.

Die gesendeten Datensymbole werden spreizcodiert, über jeweils mehrere Pfade zum Empfänger übertragen und dort mittels JD entzerzt.

Die Gleichung für die Rekonstruktion $\hat{\underline{s}}_n^k$ des vom k -ten Teilnehmer zum Zeitschritt n ausgesendeten Datensymbols im Empfänger lautet:

$$\hat{\underline{s}}_n^k = \underline{m}^{(k)} \underline{r}_n \quad \text{mit } \underline{r}_n = \underline{A}_G \underline{s}_n \quad (2)$$

Dabei wird das gesamte Mehrteilnehmer-System bestehend aus K Teilnehmern (einschließlich Spreizcodierungen und bei der Signalübertragung auftretender Signalverzerrungen) durch die sogenannte Mehrteilnehmer-Systemmatrix \underline{A}_G der Dimension

5 $W_s \cdot Q \times K(L_s + W_s - 1)$ beschrieben.

Der Vektor \underline{r}_n repräsentiert die empfangenen Daten im Chip-takt. Die empfängerseitige JD-Entzerrung der empfangenen Daten bezüglich des k-ten Teilnehmers wird in diesem Modell
10 durch einen Entzerrer-Vektor $\underline{m}^{(k)}$ der Dimension $1 \times W_s \cdot Q$ realisiert, der auf der Basis der geschätzten Kanalkoeffizienten von der Berechnungseinheit CU berechnet wird. Die $W_s \cdot Q$ Elemente des Entzerrer-Vektors $\underline{m}^{(k)}$ sind die Entzerrer-Koeffizienten für den k-ten Teilnehmer. Die Berechnungsvorschrift
15 des Entzerrer-Vektors $\underline{m}^{(k)}$ ist abhängig von dem gewählten Entzerrer-Algorithmus. Für den Fall einer ZF-Entzerrung wird sie später noch angegeben.

Die Mehrteilnehmer-Systemmatrix \underline{A}_G ergibt sich in folgender
20 Weise aus Systemmatrizen $\underline{A}_G^{(k)}$ der Dimension $W_s \cdot Q \times (L_s + W_s - 1)$ bezüglich der einzelnen Teilnehmer:

$$\underline{A}_G = \left[\underline{A}_G^{(1)} \underline{A}_G^{(2)} \dots \underline{A}_G^{(K)} \right] \quad (3)$$

25 Die Teilnehmer-Systemmatrizen $\underline{A}_G^{(k)}$ sind definiert durch:

$$\underline{A}_G^{(k)} = \begin{bmatrix} \left[\underline{A}^{(k)} \right] & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \left[\underline{A}^{(k)} \right] & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \left[\underline{A}^{(k)} \right] & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & \dots & 0 & \left[\underline{A}^{(k)} \right] \end{bmatrix} \quad (4)$$

wobei $\underline{A}^{(k)}$ im allgemeinen Fall eine Matrix der Dimension $Q \times L_s$ ist, die hier zur besseren Darstellbarkeit für den Sonderfall $L_s = 2$ (d.h. der Dimension $Q \times 2$) angegeben ist.

$$5 \quad \underline{A}^{(k)} = \begin{bmatrix} \underline{a}_{Q+1}^{(k)} & \underline{a}_1^{(k)} \\ \underline{a}_{Q+2}^{(k)} & \underline{a}_2^{(k)} \\ \vdots & \vdots \\ \underline{a}_{Q+L-1}^{(k)} & \underline{a}_{L-1}^{(k)} \\ 0 & \underline{a}_L^{(k)} \\ \vdots & \vdots \\ 0 & \underline{a}_Q^{(k)} \end{bmatrix} \quad (5)$$

Die Elemente der Matrix $\underline{A}^{(k)}$ ergeben sich aus den jeweils verwendeten Spreizcodes und den Kanaleigenschaften:

$$10 \quad \underline{a}^{(k)} = \underline{C}^{(k)} \underline{h}^{(k)T} \quad (6)$$

Dabei ist $\underline{a}^{(k)} = (\underline{a}_1^{(k)} \dots \underline{a}_{Q+L-1}^{(k)})^T$ ein Vektor der Dimension $(Q+L-1) \times 1$ und $\underline{C}^{(k)}$ ist eine durch den Spreizcode C_{SP} des betrachteten k -ten Teilnehmers, hier mit $\underline{C}^{(k)} = (\underline{C}_1^k \dots \underline{C}_Q^k)$ bezeichnet, gegebene Matrix

$$15 \quad \underline{C}^{(k)} = \begin{bmatrix} \underline{C}_1^k & 0 & \dots & 0 \\ \underline{C}_2^k & \underline{C}_1^k & & \vdots \\ \vdots & \underline{C}_2^k & & \vdots \\ \underline{C}_Q^k & & & \vdots \\ 0 & \underline{C}_Q^k & & 0 \\ \vdots & \cdot & & \underline{C}_1^k \\ & & \cdot & \underline{C}_2^k \\ \vdots & & & \vdots \\ 0 & \dots & 0 & \underline{C}_Q^k \end{bmatrix} \quad (7)$$

der Dimension $(Q+L-1) \times L$.

$\underline{h}^{(k)} = (\underline{h}_1^k \dots \underline{h}_L^k)^T$ ist der (Spalten-)Vektor, der aus der Kanalimpulsantwort $\underline{h}_1^k, \underline{h}_2^k, \dots, \underline{h}_L^k$ der Länge L bezüglich des k -ten Teilnehmers gebildet ist (wie bereits erwähnt, wird mit L die Kanallänge (Kanalgedächtnis) in Chips bezeichnet).

5

Es wird zur einfacheren Darstellung angenommen, daß kein Verwürfelungscode eingesetzt wird.

10

Eine analoge Beschreibung eines Übertragungssystems (jedoch bezogen auf eine blockweise Datenübertragung) ist im Stand der Technik bekannt und ausführlich in den Buch "Analyse und Entwurf digitaler Mobilfunksysteme" von P. Jung, B.G. Teubner Verlag Stuttgart, 1997, auf den Seiten 188-215 beschrieben. Diese Literaturstelle wird durch Bezugnahme Gegenstand der vorliegenden Schrift.

15

20

Es wird deutlich, dass der zur Berechnung eines gesendeten Datensymbols des k -ten Teilnehmers benötigte "Entzerrer" $\underline{m}^{(k)}$ aus Q "Sub-Entzerrern" der Länge W_s besteht. D.h., dass zur JD-Entzerrung ein mit Q -facher Überabtastung betriebener RAKE-Empfänger benötigt wird. Ferner wird aus der vorstehenden Analyse deutlich, dass die Entspreizung ein integraler Bestandteil der Entzerrung wird.

25

Bei der ZF-Entzerrung werden die Entzerrer-Koeffizienten (d.h. die Elemente des Entzerrervektors $\underline{m}^{(k)}$) durch Lösen des Gleichungssystems

$$\underline{m}^{(k)} \underline{A}_G = \zeta_j \quad (8)$$

30

berechnet. Dabei ist ζ_j ein $1 \times K \cdot (L_s + W_s - 1)$ (Zeilen-)Vektor, der die ZF-Bedingung bezüglich eines bestimmten (k -ten) Teilnehmers vorgibt. Der ZF-Vektor ζ_j läßt sich folgendermaßen darstellen

35

$$\zeta_j = (0 \dots 0 1 0 \dots 0) \quad (9)$$

wobei die 1 an der j -ten Position,
 $j = (k-1)(L_s+W_s-1)+1, \dots, k(L_s+W_s-1)$ steht.

Fig. 4 veranschaulicht die Berechnung von \hat{s}_n^k für $Q = 4$, $W_s =$
 5 3, $L_s = 3$ (L und W sind hier 11) und $K = 1$ durch den RAKE-
 Empfänger anhand einer Darstellung eines Ausschnitts der Sy-
 stemmatrix \underline{A}_G , der Entzerrer-Koeffizienten m_1 bis m_{12} , der
 (von dem einen Teilnehmer) gesendeten Daten s_{n-2} bis s_{n+2} (in
 Symbolrate), der empfangenen Daten r_1 bis r_{12} (in Chiprate)
 10 und des für den n -ten Zeitschritt geschätzten Datensymbols
 \hat{s}_n (Unterstreichungen werden ignoriert). Für jede Q Chips
 wird genau ein Q -fach überabgetasteter Finger des RAKE-
 Empfängers verwendet. Der RAKE-Finger #1 verarbeitet die er-
 sten empfangenen Q Chips, der RAKE-Finger #2 verarbeitet die
 15 um Q Chips verzögerten zweiten Q Chips, usw. D.h., das Ein-
 gangssignal an jedem RAKE-Finger ist ein Q -fach überabgeta-
 stetes Signal. Jeder Abtastwert enthält dieselbe Information
 bezüglich des gesendeten Datensymbols, jedoch unterschiedli-
 che Information bezüglich des verwendeten Spreizcodes (und
 20 ggf. Verwürfelungscodes) und des Übertragungskanal.

Die ZF-Entzerrung sowie ein mögliches Verfahren zur Lösung
 der Gleichung 8 sind in der deutschen Patentanmeldung DE 101
 06 391.1 ausführlich beschrieben und werden durch Bezugnahme
 25 Inhalt der vorliegenden Schrift.

Patentansprüche

1. RAKE-Empfänger für den Empfang von mit Chipsequenzen spreizcodierten Signalen im FDD und TDD Mode, mit

- 5 - einer Mehrzahl von RAKE-Fingern (RAM1-8, TVI1-8, M1-8, S1-8, ID1-8),
- einem den RAKE-Fingern (RAM1-8, TVI1-8, M1-8, S1-8, ID1-8) zugeordneten Entzerrermittel (WG) zum Entzerren der in den einzelnen RAKE-Fingern verarbeiteten Signale gemäß Entzerrer-Koeffizienten,
- 10 - einem Mittel CU zum Berechnen der Entzerrer-Koeffizienten wahlweise für den FDD und den TDD Mode, wobei
- für den TDD Mode die Entzerrer-Koeffizienten nach einem Mehrteilnehmer-Verfahren für jeden Chip der zu entzerrenden
- 15 Signale berechnet und auf diese angewendet werden.

2. RAKE-Empfänger nach Anspruch 1,

d a d u r c h g e k e n n z e i c h n e t,

- dass im Signalweg vor dem Entzerrermittel (WG) in jedem
- 20 RAKE-Finger (RAM1-8, TVI1-8, M1-8, S1-8, ID1-8) eine Einheit zur Signalratenverminderung (ID1-8), insbesondere Akkumulator, vorgesehen ist, und
- dass ein Mittel (S1-8) zum Überbrücken der Einheit zur Signalratenverminderung (ID1-8) vorhanden ist.

25

3. RAKE-Empfänger nach Anspruch 1 oder 2,

d a d u r c h g e k e n n z e i c h n e t,

- dass im Signalweg vor der Einheit zur Signalratenverminderung (ID1-8) in jedem RAKE-Finger wenigstens ein Entspreizmittel (M1-8), insbesondere Multiplizierer, zum Entspreizen
- 30 des in dem RAKE-Finger verarbeiteten Signals vorgesehen ist, und
- dass dieses Entspreizmittel (M1-8) im TDD Mode deaktiviert ist.

35

4. RAKE-Empfänger nach einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet,

- dass im Signalweg hinter dem Entzerrermittel (WG) ein Combiner (CB) vorgesehen ist, der Ausgangssignale von RAKE-Fingern, die demselben physikalischen Kanal zugeordnet sind, akkumuliert, und
- dass der Combiner (CB) ausgelegt ist, im TDD Mode eine Signalratenverminderung von der Chiprate in die Symbolrate durchzuführen.

10

5. RAKE-Empfänger nach einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet,

- dass dem Entzerrermittel (WG) ein Multiplexer (MUX) vorgeschaltet und ein Demultiplexer (DMUX) nachgeschaltet ist.

15

6. RAKE-Empfänger nach einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet,

- dass das Mittel (CU) zum Berechnen der Entzerrer-Koeffizienten ausgelegt ist, ein Zero Forcing Berechnungsverfahren zur Ermittlung der Entzerrer-Koeffizienten im TDD Mode einzusetzen.

20

7. RAKE-Empfänger nach einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet,

- dass das Entzerrermittel (WG) ein in den RAKE-Fingern (RAM1-8, TVI1-8, M1-8, S1-8, ID1-8) angeordnetes Multipliziererfeld (MUL1-16) ist, mittels welchem die Abtastwerte der zu entzerrenden Signale mit den Entzerrer-Koeffizienten multipliziert werden.

30

8. Verfahren zum Empfangen von mit Chipsequenzen spreizcodierten Signalen im FDD und TDD Mode mittels eines RAKE-Empfängers, welcher ein Entzerrermittel (WG) zur Entzerrung der in den einzelnen RAKE-Fingern verarbeiteten Signale gemäß Entzerrer-Koeffizienten umfasst, mit den Schritten:

35

- Wahl einer Mode FDD oder TDD,

- Berechnung von Entzerrer-Koeffizienten in Abhängigkeit von dem gewählten Mode, wobei für den TDD Mode die Entzerrer-Koeffizienten nach einem Mehrteilnehmer-Verfahren für jeden Chip der zu entzerrenden Signale berechnet werden, und
- 5 - im TDD Mode chipweises Anwenden der berechneten Entzerrer-Koeffizienten auf die Chips der zu entzerrenden Signale.

9. Verfahren nach Anspruch 8,

d a d u r c h g e k e n n z e i c h n e t,

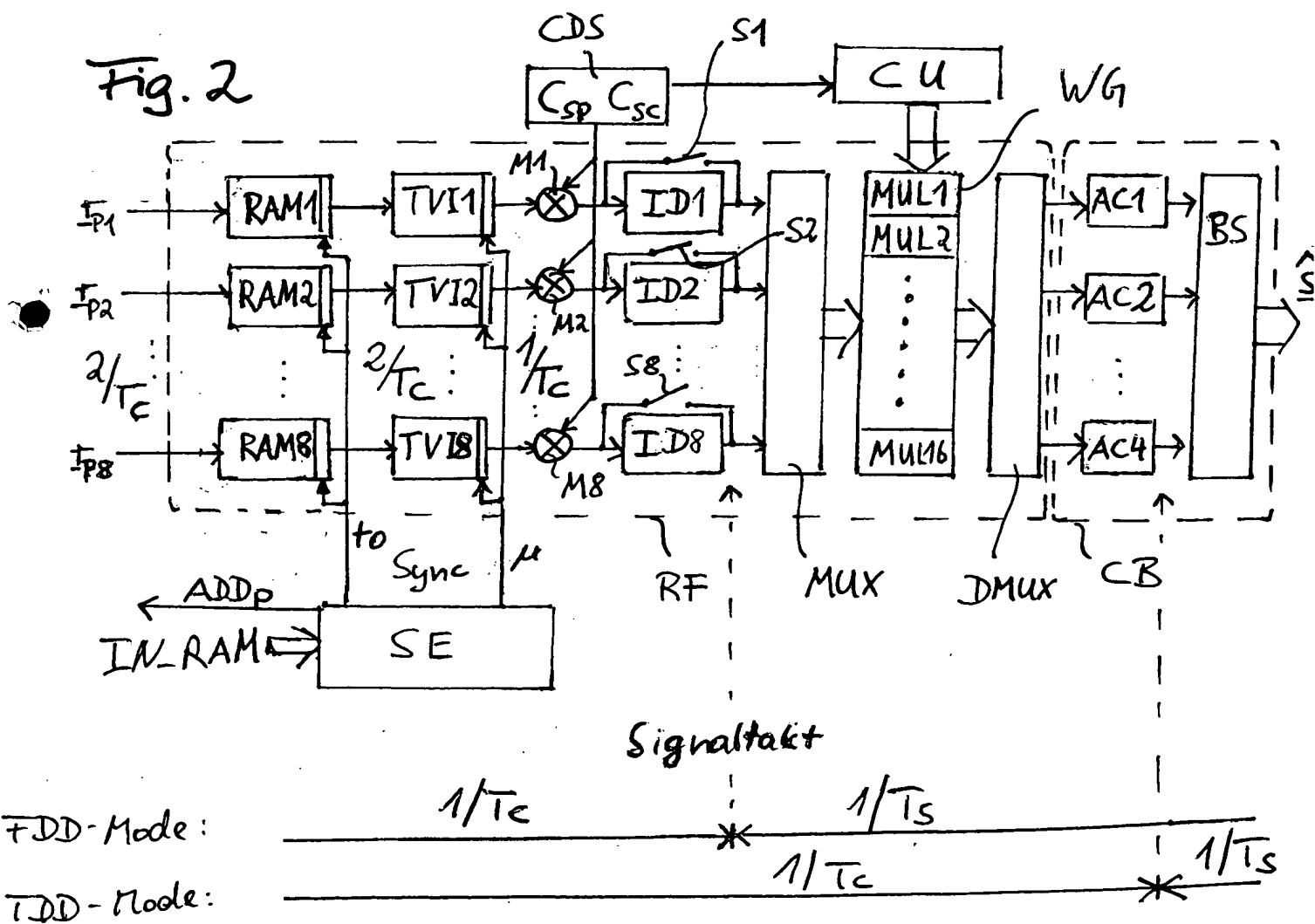
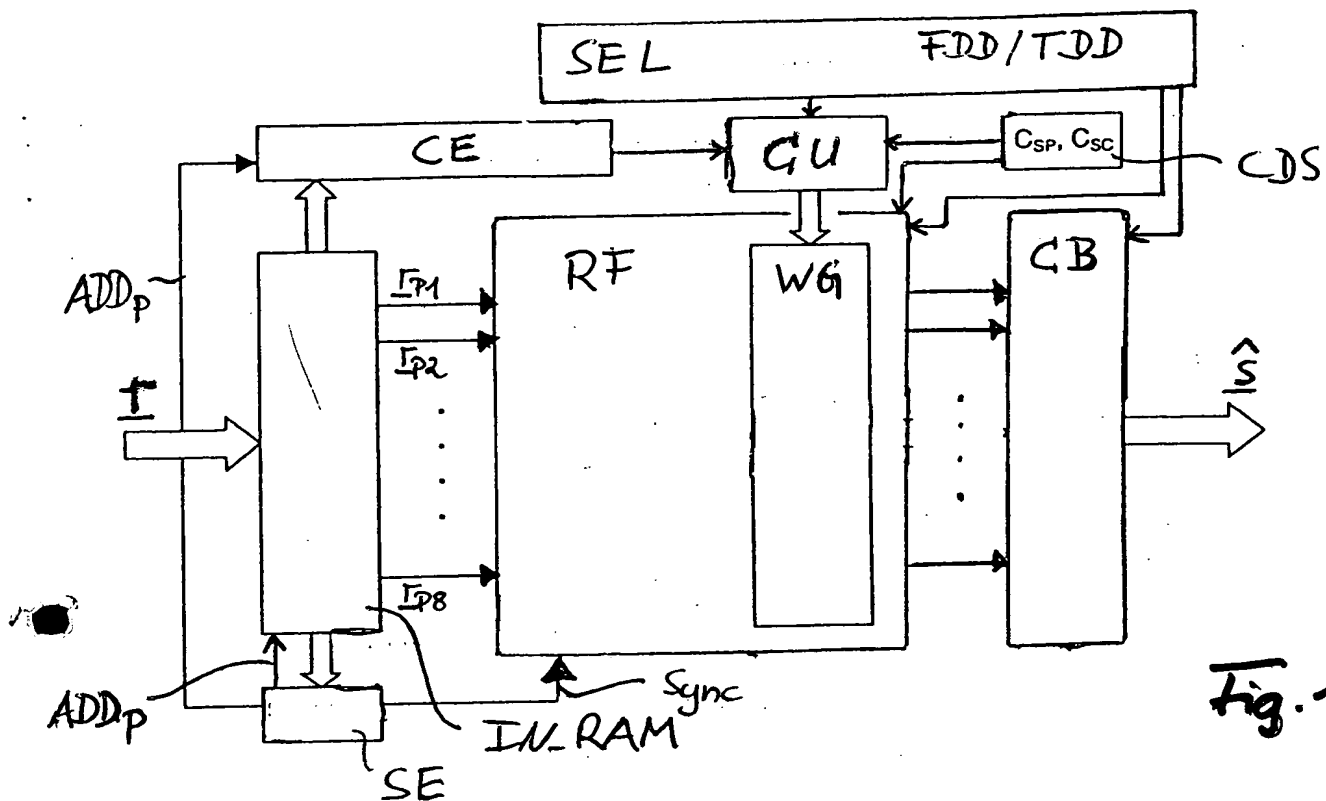
- 10 - dass im TDD Mode ein Zero Forcing Verfahren zur Berechnung der Entzerrer-Koeffizienten eingesetzt wird.

Zusammenfassung

RAKE-Empfänger für FDD und TDD Mode

- 5 Ein RAKE-Empfänger ist für den Empfang von spreizcodierten Signalen im FDD und TDD Mode ausgelegt. Er umfasst eine Mehrzahl von RAKE-Fingern. Die RAKE-Finger umfassen ein Entzerrermittel (WG) zum Entzerren der in den RAKE-Fingern verarbeiteten Signale. Entzerrer-Koeffizienten werden von einem
- 10 Berechnungsmittel (CU) wahlweise für den FDD und den TDD Mode berechnet. Im TDD Mode werden die Entzerrer-Koeffizienten nach einem Mehrteilnehmer-Verfahren für jeden Chip der zu entzerrenden Signale berechnet.

- 15 (Fig. 1)



2/3

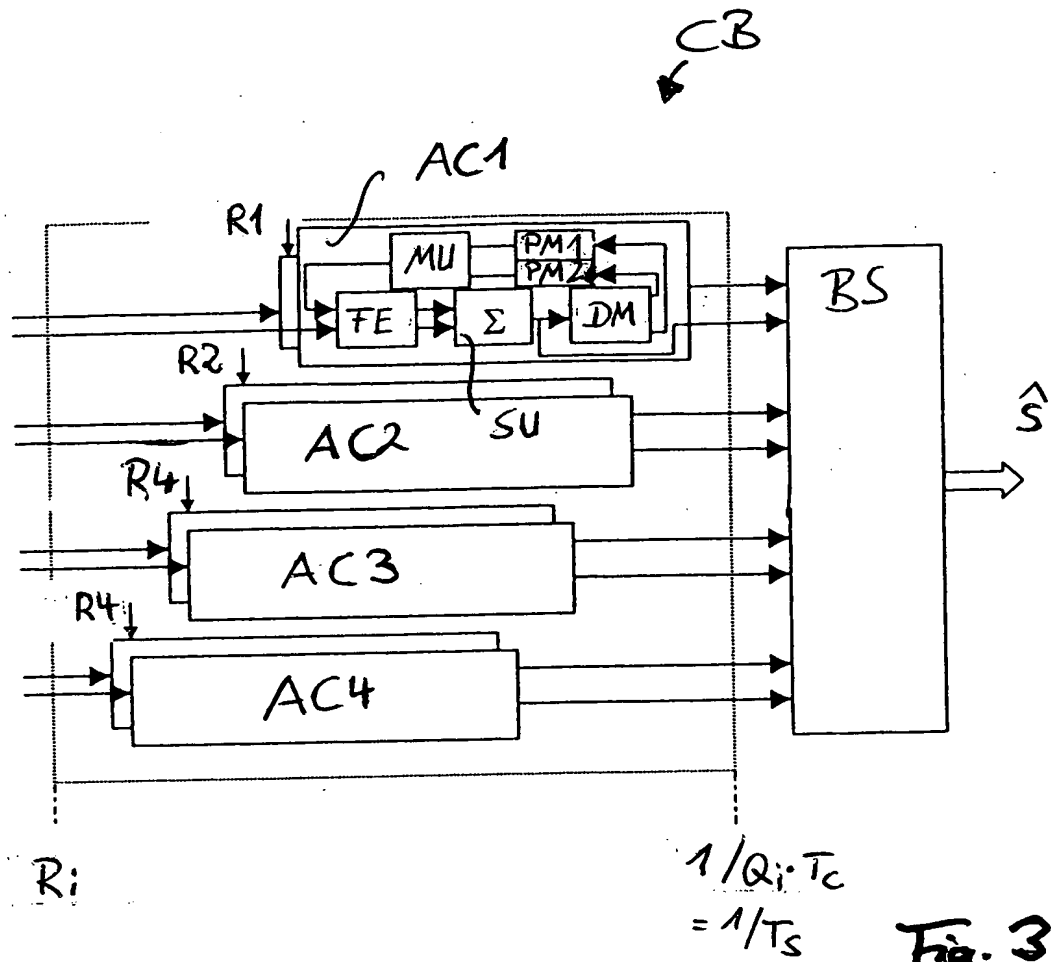


Fig. 3

$$R_i = \begin{cases} p_i / Q_i \cdot T_c & \text{FDD Mode} \\ p_i / T_c & \text{TDD Mode} \end{cases}$$

$i = 1, \dots, 4$

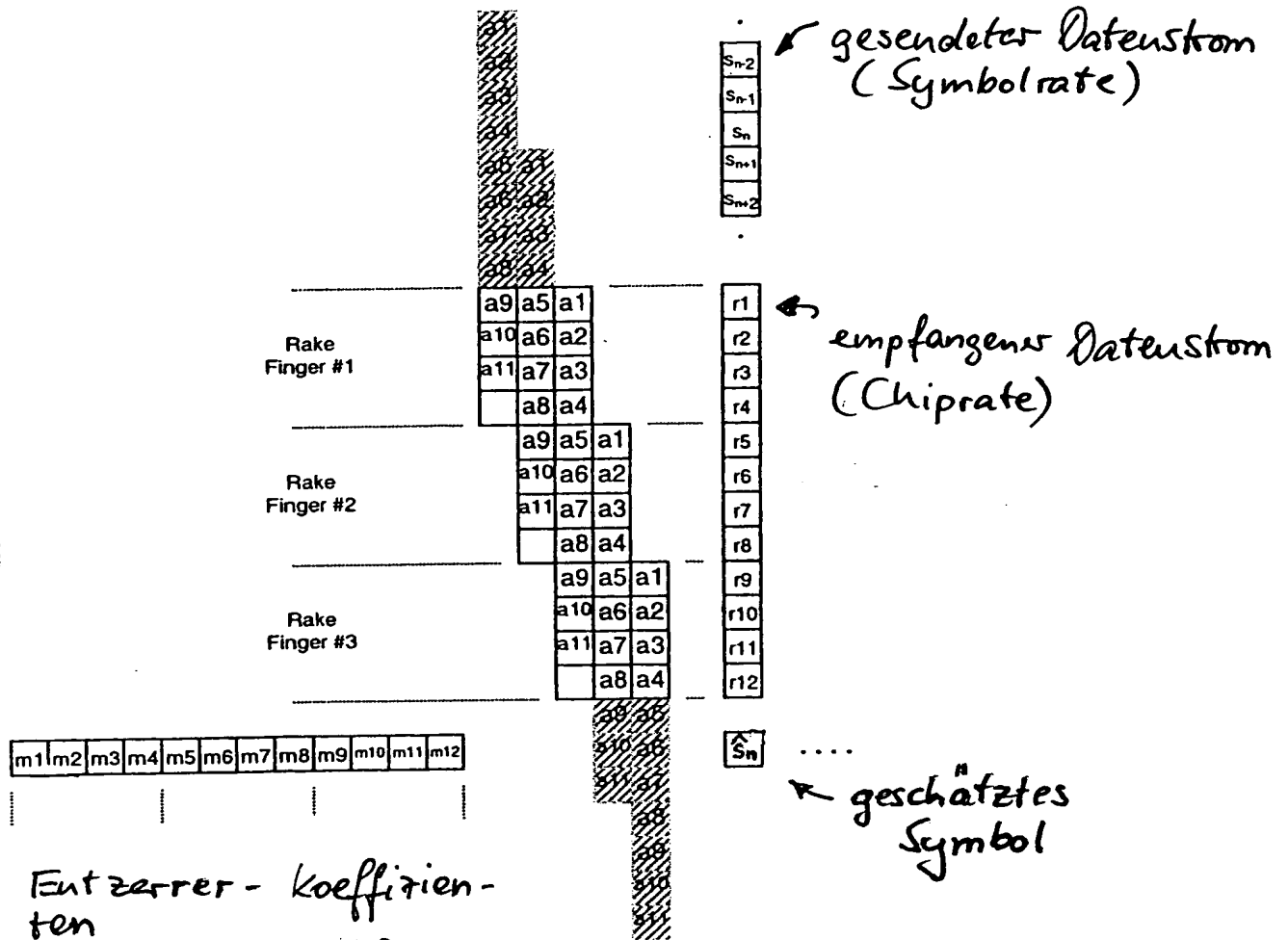


Fig. 4

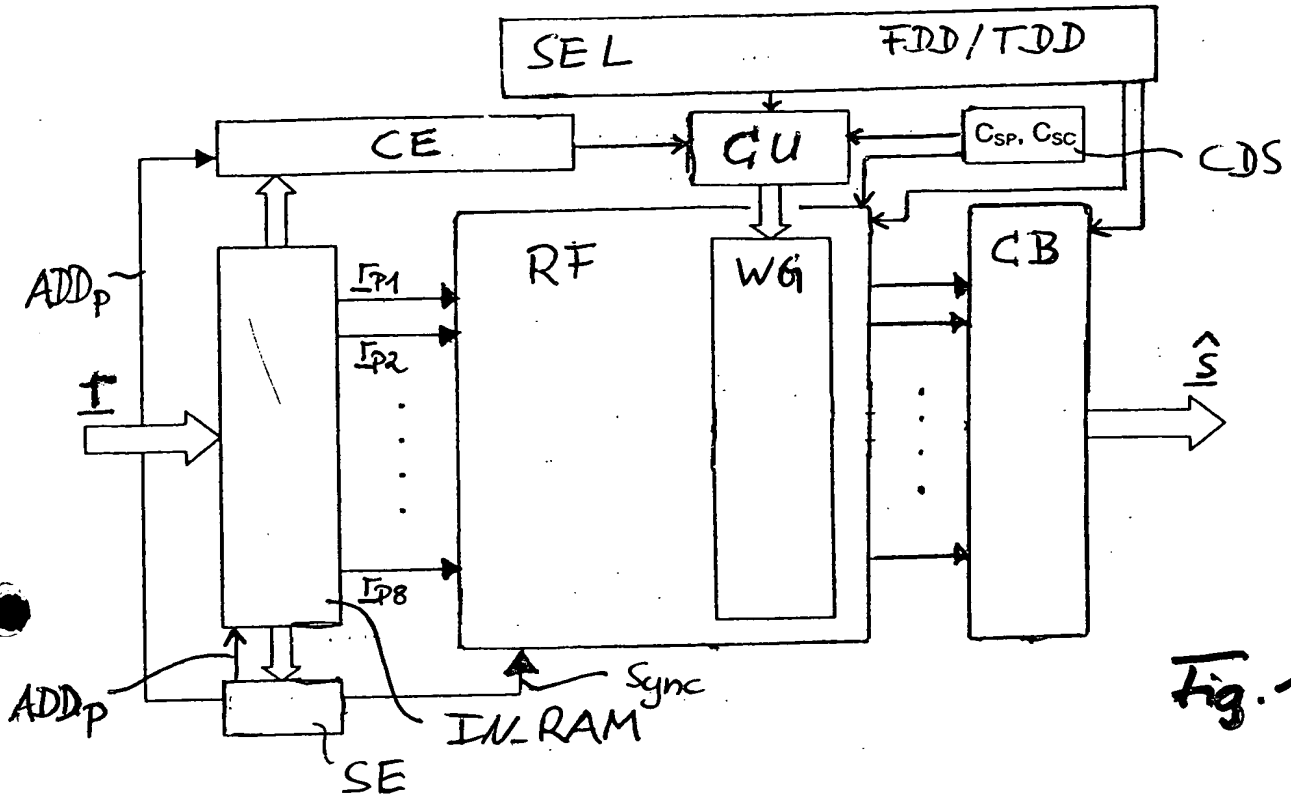
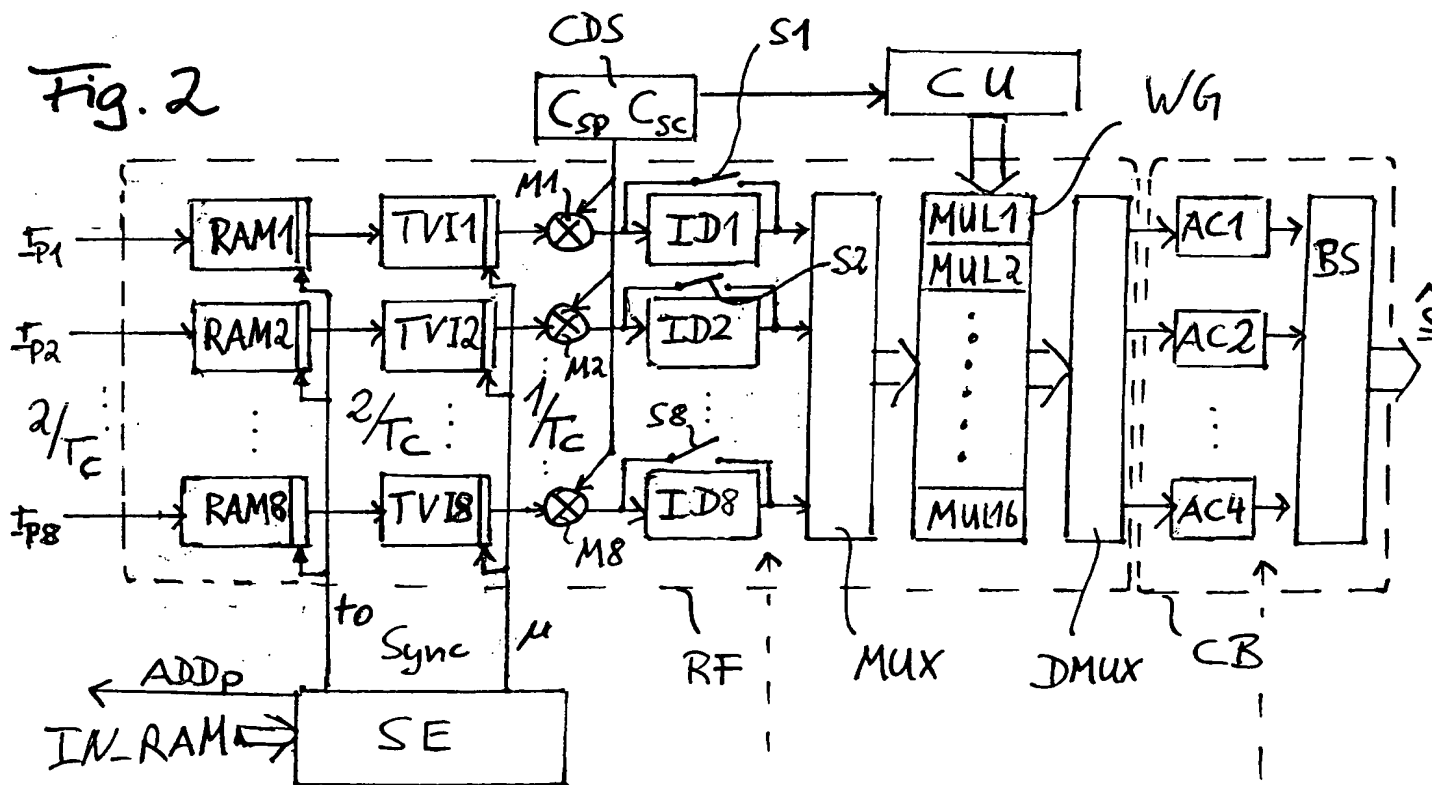


Fig. 2



FDD-Mode:

TDD-Mode:

